

# Control de la Distorsión No Lineal en un Desfasador por Reflexión Sintonizado a Varactor gracias a las Derivadas Superiores de su Perfil $C(V)$

Teofilo O. Aballo<sup>(1)</sup>, Irene Telechea<sup>(2)</sup>, Mercedes E. Méndez<sup>(2)</sup>, José A. García<sup>(1)</sup>

[teofilo@dicom.unican.es](mailto:teofilo@dicom.unican.es), [joseangel.garcia@unican.es](mailto:joseangel.garcia@unican.es)

<sup>(1)</sup>Dpto. Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria. Lab. I+D Telecomunicaciones, Plaza de la Ciencia s/n, 39005 Santander.

<sup>(2)</sup>ACORDE S.A., Centro de Desarrollo Tecnológico (CDTUC), Avda. Los Castros s/n, 39005 Santander.

**Abstract-** In this paper, the intermodulation distortion (IMD) behaviour of a varactor-tuned reflection-type phase shifter is accurately described. Using a Volterra series approach, the higher order derivatives of the diode  $C(V)$  profile are extracted from dedicated harmonic measurements over an Infineon BB833 device. The linearization impact due to the introduction of auxiliary varactors is then quantified, and the predictions properly validated through a lab model at the 2 GHz frequency band.

## I. INTRODUCCIÓN

El vertiginoso desarrollo de los sistemas modernos de comunicación, orientados al gran público, ha traído consigo una importante evolución de la electrónica de RF, relacionada fundamentalmente a las exigencias sobre la integración, el costo y la fiabilidad de los circuitos.

La transmisión inalámbrica de volúmenes importantes de datos (ficheros, música, video, etc.) implica la manipulación de altos flujos de comunicación, alcanzados gracias a la introducción de formatos de modulación digital multinivel o multiportadora, espectralmente muy eficientes. Estas nuevas técnicas de modulación dan lugar a una señal pasobanda de estadística compleja, con valores muy elevados de relación potencia pico – potencia media (PAPR), e imponen por lo tanto unos requisitos especialmente restrictivos en linealidad a los bloques encargados de su manipulación.

El desarrollo de técnicas de linealización, fundamentalmente asociadas a las etapas que definen el consumo de un transceptor, los amplificadores de potencia, ha centrado los esfuerzos a nivel académico e industrial. No han quedado exentas de investigación, sin embargo, las etapas de bajo ruido, los mezcladores, o las funciones de control. En este último caso, cabe destacar todo un abanico de soluciones basadas en la característica  $C(V)$  de los diodos varactores, que incluyen redes de adaptación reconfigurables, filtros o antenas sintonizables en frecuencia, desfasadores, etc., algunas de las cuales se pueden encontrar incluso a la salida de las etapas de potencia en los esquemas de transmisión.

En este artículo se describe el comportamiento en distorsión de intermodulación de un desfasador a reflexión ajustable a varactor. En la sección II, a través del Método de

las Corrientes No Lineales de las Series de Volterra y a partir de medidas de distorsión armónica, se propone una técnica experimental para la extracción de las derivadas superiores del perfil carga vs. tensión de estos dispositivos. A continuación, se utilizan dichos resultados en la predicción del comportamiento no lineal de un desfasador en cuadratura, para cuantificar finalmente el impacto en su reducción que aporta la introducción de dispositivos auxiliares. El comportamiento previsto en simulación es validado a través de modelos de laboratorio en la banda de 2 GHz.

## II. COMPORTAMIENTO NO LINEAL DE UN DIODO VARACTOR

### A. Modelo pequeña señal

En régimen pequeña señal, la operación de un dispositivo queda restringida a la vecindad del punto de operación, donde las no linealidades pueden ser perfectamente descritas usando un desarrollo en Series de Taylor alrededor del mismo [1], con coeficientes de expansión determinados por las derivadas de orden sucesivo de la característica no lineal. Para el caso de la no linealidad reactiva de unión en un diodo varactor,  $Q_j(V_j)$ , cuyo modelo eléctrico simplificado aparece en la Fig. 1, la desviación en la carga responde a,

$$\begin{aligned} q_j(v_j) &= Q_j(V_j) - Q_j(V_j) \\ &= \left. \frac{dQ_j}{dV_j} \right|_{V_j} v_j + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2 Q_j}{dV_j^2} \right|_{V_j} v_j^2 + \frac{1}{6} \left. \frac{d^3 Q_j}{dV_j^3} \right|_{V_j} v_j^3 + \dots \end{aligned} \quad (1)$$

donde  $v_j = V_j - V_j$  representa la variación en tensión respecto al punto base de la expansión o punto de polarización. Teniendo en cuenta que la primera derivada representa la capacidad del varactor,  $C_{j1} = dQ_j/dV_j$ , las derivadas de orden superior pueden representarse por capacidades de orden superior según,

$$q_j(v_j) = C_{j1} \cdot v_j + C_{j2} \cdot v_j^2 + C_{j3} \cdot v_j^3 + \dots \quad (2)$$

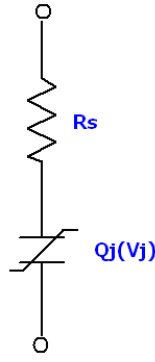


Fig. 1. Modelo simplificado del diodo varactor usado en la extracción.

### B. Caracterización experimental del diodo varactor

Partiendo de la medida del coeficiente de reflexión del diodo varactor en cada punto de polarización, se puede obtener fácilmente la evolución del coeficiente de primer orden,  $C_{j1}$ . En cuanto a las derivadas segunda y tercera,  $C_{j2}$  y  $C_{j3}$ , se pueden extraer consecutivamente usando un procedimiento similar a los propuestos en la literatura para las no linealidades  $I_{ds}(V_{gs})$ ,  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  ó  $C_{gs}(V_{gs})$  de los dispositivos FET [2-4], en este caso y tal como se muestra en la Fig. 2, a partir de medidas armónicas en reflexión.

Asegurando operación en régimen pequeña señal, y a través del Método de las Corrientes No Lineales de las Series de Volterra [1], se obtiene:

$$C_{j2} = I_2 \cdot \frac{\sqrt{(4 \cdot C_{j1} \cdot X - 2 \cdot C_{j1}^3 \cdot X^3)^2 + (5 \cdot C_{j1}^2 \cdot X^2 - 1)^2}}{\omega \cdot V_{gen}^2} \quad (3)$$

$$C_{j3} = \text{real} \left( \frac{-B + \sqrt{B^2 - 4 \cdot A \cdot C}}{2 \cdot A} \right) \quad (4)$$

donde:

$$A = \frac{9}{16} + \frac{9}{4} \cdot C_{j1}^2 \cdot X^2, \quad (5)$$

$$B = -9 \cdot C_{j1} \cdot C_{j2}^2 \cdot X^2, \quad (6)$$

$$C = 9 \cdot C_{j2}^4 \cdot X^2 - \frac{I_3^2 \cdot D}{\omega^2 \cdot V_{gen}^6}, \quad \text{y} \quad (7)$$

$$D = (23 \cdot C_{j1}^4 \cdot X^4 - 24 \cdot C_{j1}^2 \cdot X^2 + 1)^2 + (6 \cdot C_{j1}^5 \cdot X^5 - 34 \cdot C_{j1}^3 \cdot X^3 + 8 \cdot C_{j1} \cdot X)^2 \quad (8)$$

$X$  se define como  $X = \omega \cdot (R_s + R_o)$ , siendo  $R_o$  el valor de la impedancia característica,  $50 \Omega$ .  $I_2$  e  $I_3$  representan a las corrientes por el diodo al segundo y tercer armónicos, derivadas de las medidas en el analizador vectorial de señal, mientras que  $V_{gen}$  denota la tensión equivalente del generador usado en el proceso de medida, pero visto desde el terminal del dispositivo.

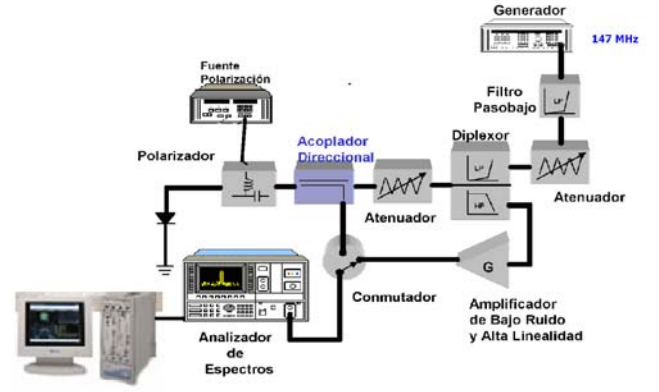


Fig. 2. Sistema de medida usado para la extracción.

En la Fig. 3 se muestran los perfiles de evolución de las derivadas, resultantes de la aplicación del procedimiento, sobre un diodo de Silicio, el BB833 de Infineon.

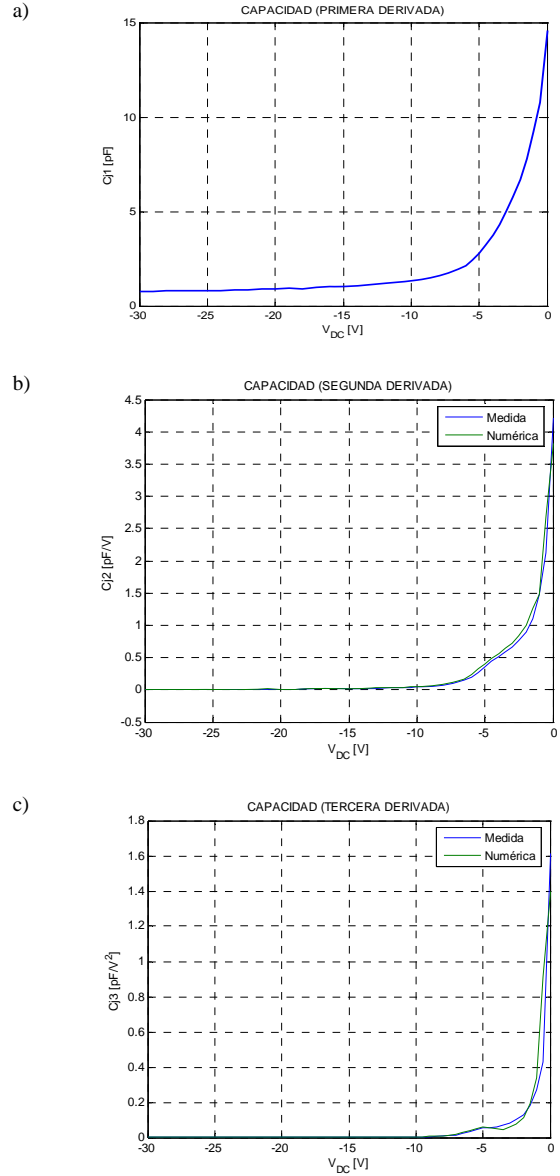


Fig. 3. Evolución de las derivadas a)  $C_{j1}$ , b)  $C_{j2}$  y c)  $C_{j3}$ . En b) y c) se comparan los valores medidos con los resultados de la diferenciación numérica sobre la derivada anterior ( $C_{j2} = 1/2 \cdot dC_{j1}/dV_j$  y  $C_{j3} = 1/3 \cdot dC_{j2}/dV_j$ ).

En la región de baja tensión, se puede apreciar que las derivadas superiores tienen un comportamiento que difiere del de la ecuación para la capacidad de difusión, usualmente empleada en los modelos de los fabricantes. El procedimiento de extracción arriba propuesto permitiría mejorar los mismos, al menos en cuanto a predicción de distorsión no lineal se refiere.

### III. DISEÑO Y CARACTERIZACIÓN DEL DESFASADOR EN CUADRATURA BASADO EN VARACTORES

#### A. Implementación de un desfasador con dos varactores

Para verificar la utilidad de los perfiles de derivadas superiores de cara al control de la distorsión de intermodulación en las funciones sintonizables a varactor, se procedió al diseño e implementación de un desfasador en reflexión, tipo cuadratura. Para ello, dos diodos del tipo previamente caracterizado se han conectado a dos puertas mutuamente aisladas de un híbrido 90°, cuyas otras dos puertas se usan como entrada y salida del desfasador. El híbrido seleccionado fue una estructura impresa 1W1305-3 de Anaren.

#### B. Sistema de medida y resultados de la caracterización

En un experimento de dos tonos, a  $f_1$  y  $f_2$ , para poder medir niveles muy pequeños en las componentes de distorsión (típicos de la excitación de un varactor en régimen pequeña señal), se requiere introducir algún lazo de cancelación de las componentes de señal deseadas. De este modo, se puede aprovechar toda la sensibilidad del analizador de espectro en la medida de potencia a  $2f_1-f_2$  y  $2f_2-f_1$ , sin riesgo a que el propio instrumento afecte la medida debido a la reducción de la atenuación previa al mezclador (propio en la disminución del nivel de referencia). En la Fig. 4 se muestra un esquema simplificado del sistema de medida implementado para la caracterización no lineal del desfasador. Tras tomar una muestra de los tonos a la salida del combinador, una línea extensora permitió ajustar sus valores de fase para lograr una buena cancelación a la salida del desfasador. La correcta selección de los acopladores direccionales permitió prescindir del uso de un atenuador variable.

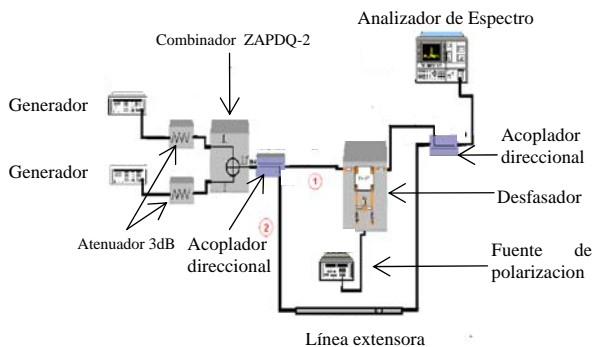
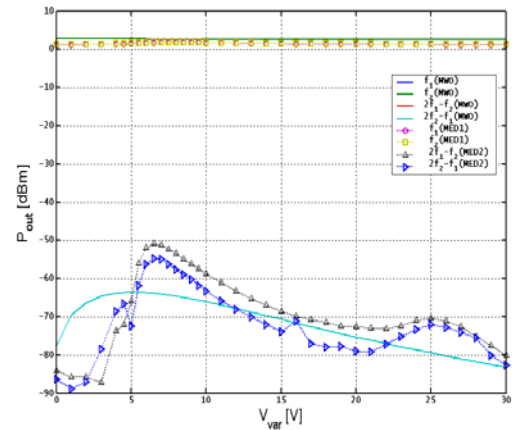


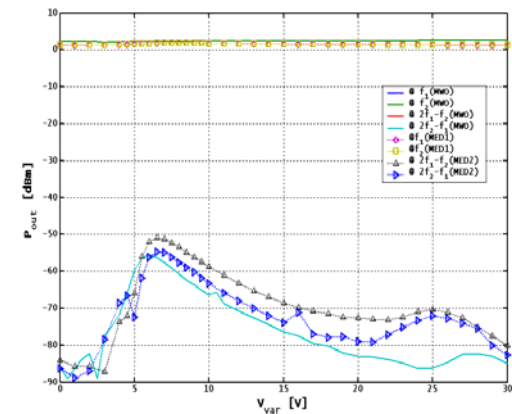
Fig. 4. Sistema de medida de bajos niveles de distorsión empleado para la caracterización de los circuitos desfasadores.

En la Fig. 5 se representan los resultados de la caracterización, y se comparan a las predicciones obtenidas mediante simulación con Microwave Office, de Applied

Wave Research®. En la Fig. 4a se utiliza el modelo proporcionado por el fabricante, mientras que en la Fig. 4b se utilizan las derivadas extraídas en el proceso de caracterización del diodo varactor. Al comparar ambas predicciones, es evidente que el modelo no lineal del diodo no es muy adecuado para la predicción de distorsión, mientras que las derivadas ofrecen unas mejores prestaciones.



a)



b)

Fig. 5. Comparación entre las medidas y las predicciones del comportamiento en distorsión del desfasador usando: a) el modelo no lineal del fabricante, b) los coeficientes extraídos de la expansión en Series de Taylor de  $Q(V_j)$ .

### IV. LINEALIZACIÓN DEL DESFASADOR MEDIANTE EL USO DE DISPOSITIVOS AUXILIARES

#### A. Implementación de un desfasador de cuatro varactores con mejora de la linealidad

Para linealizar estas estructuras basadas en varactor, se ha propuesto la introducción de dispositivos auxiliares, que se pueden conectar convenientemente en serie o paralelo a los dispositivos principales para intentar corregir su no linealidad [5]. A través de simulaciones, usando las derivadas extraídas, se verificó que la mejor configuración para este circuito en cuadratura era la conexión en paralelo (o mejor dicho, antiparalelo, si se tiene en cuenta la ubicación de los ánodos y cátodos).

Para poder validar dicha mejora, y la precisión en la predicción del comportamiento debida al uso de las derivadas superiores, se implementó un desfasador como el de la sección IIIA, pero añadiendo convenientemente los varactores auxiliares. En la Fig. 6 se muestra una foto del modelo de laboratorio implementado.

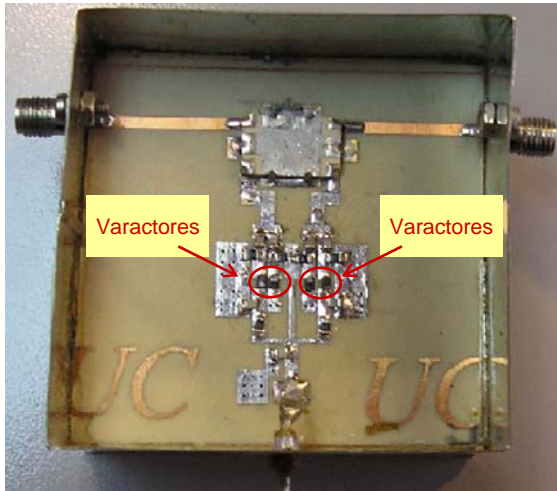


Fig. 6. Implementación del desfasador con cuatro varactores.

### B. Resultados de la caracterización

Los resultados de caracterización de este circuito, junto a las previsiones por simulación, se muestran en la Fig. 7a. Tal y como se había previsto, se observa que la predicción es bastante buena, aunque aparecen asimetrías en las medidas de la potencia de los productos de intermodulación. Además, en tensiones bajas, donde la capacidad del varactor es mayor, las medidas se alejan bastante de los resultados de simulación.

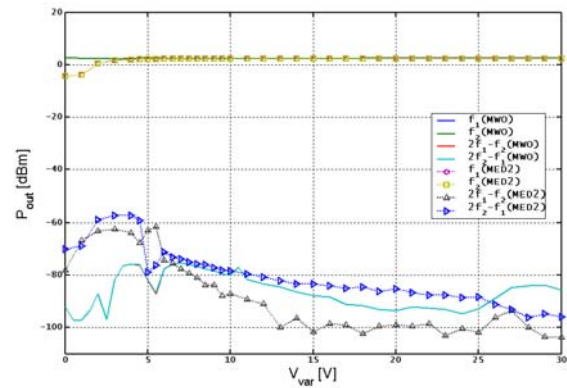
Un análisis exhaustivo de la topología reveló que la introducción de varactores y componentes pasivos auxiliares, asociados a sus circuitos de polarización, conducía a un aumento de los efectos parásitos, y a una disminución de la frecuencia de resonancia, hasta por debajo de la frecuencia de trabajo (2 GHz), para los valores más altos de capacidad. Para reducir estos efectos y lograr una mejor predicción y control de la distorsión a bajos valores de tensión, se procedió a reducir el valor de las capacidades de desacoplo, de 3 pF a 1.8 pF. Tras estas modificaciones, los resultados son los que aparecen en la Fig. 7b.

Se puede apreciar que se ha conseguido reducir la respuesta asociada a la resonancia, aunque la disminución de los valores de capacidad limita por otro lado el rango de control de fase. La mejor solución al problema detectado en la zona de baja tensión vendría asociada a la sustitución de los varactores BB833 por dispositivos de mayor respuesta en frecuencia (con menor inducción parásita).

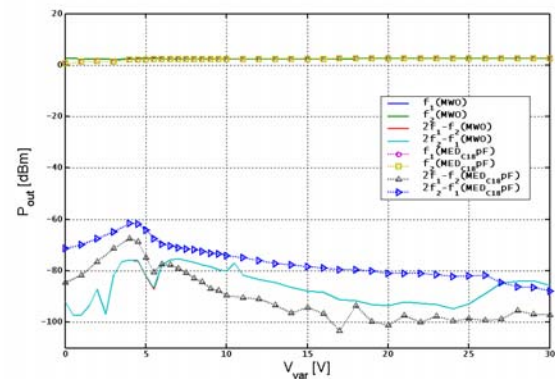
### V. CONCLUSIONES

En esta comunicación se ha descrito el comportamiento en distorsión de intermodulación de un desfasador a reflexión ajustable a varactor. Se ha propuesto una técnica experimental para la extracción de las derivadas superiores del perfil carga vs. tensión de estos dispositivos, se han utilizado dichos resultados para predecir el comportamiento

no lineal de un desfasador en cuadratura, así como para cuantificar finalmente la mejora en linealidad conseguida gracias a la introducción de dispositivos auxiliares.



a)



b)

Fig. 7. Comparación entre las medidas y las predicciones del comportamiento en distorsión del desfasador linealizado: a) topología original, b) topología con reajuste del valor de los condensadores.

### AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Ciencia e Innovación (MICINN) a través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01/TEC y CSD2008-00068.

### REFERENCIAS.

- [1] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, 2<sup>nd</sup> edition, Artech House, Norwood, 2003.
- [2] S. A. Maas, and A. Crosmun, "Modeling the Gate I/V Characteristic of a GaAs MESFET for Volterra-series Analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, pp. 1134–1136, Jul. 1989.
- [3] J. C. Pedro, and J. Pérez, "Accurate Simulation of GaAs MESFET's Intermodulation Distortion using a new Drain-Source Current Model," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 25–33, Jan. 1994.
- [4] J. A. García, A. Mediavilla, J. C. Pedro, N. B. Carvalho, A. Tazón, and J. L. García, "Characterizing the Gate-to-Source Nonlinear Capacitor Role on GaAs FET IMD Performance," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, pp. 2344–2355, Dec. 1998.
- [5] K. Buisman, L.C.N de Vreede, L.E. Larson, M. Spirito, A. Akhnoukh, T.L.M. Scholtes, and L.K. Nanver, "Distortion-Free, Varactor Diode Topologies for RF Adaptivity," *2005 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Long Beach: CA, June 2005, pp. 157–160.